ANÁLISE COMPARATIVA DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA A REDUÇÃO DAS CORRENTES DE MODO COMUM EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MOTORES

ANDRÉ M. ALZAMORA , HÉLDER DE PAULA

Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia
Av. João Naves de Ávila, 2121, Campus Santa Mônica, Bloco 3N, 38408-100, Uberlândia, Minas Gerais, Brasil
andre.alzamora@outlook.com, drhelderdepaula@gmail.com

Abstract— The common mode voltage transitions produced by an inverter operation, applied over the capacitances-to-ground of all components of a drive system, produce high frequency common mode currents, responsible for various problems. Overvoltages at the motor terminals can also be generated if the connection between motor and converter is made by long cables. In this article, different common-mode voltage mitigation techniques, based on inverter switching modifications, are confronted, under different criteria. For this purpose, simulations were performed in the *Simulink*, using sophisticated models for the representation of the converter, cable, motor and transformer, able to accurately reproduce the system behavior over wide a frequency range. From the obtained results, the advantages and limitations of each one of the techniques are presented and discussed.

Keywords— Common mode currents, PWM, transient overvoltages, high frequency modeling, electromagnetic compatibility.

Resumo— As variações da tensão de modo comum produzidas durante a operação natural de um inversor sobre as capacitâncias para a terra de todos os componentes de um sistema de acionamento produzem correntes de modo comum de alta frequência, responsáveis por diversos problemas. Sobretensões transitórias nos terminais do motor também podem ser geradas pelo chaveamento, caso a conexão entre motor e conversor empregue cabos longos. Nesse artigo, diferentes técnicas de mitigação da tensão de modo comum, baseadas em modificações do chaveamento do inversor, são confrontadas, sob diferentes critérios. Para tanto, simulações foram realizadas no *Simulink*, empregando-se sofisticados modelos para a representação do conversor, cabo, motor e transformador, capazes de reproduzir o comportamento do sistema em uma ampla faixa de frequências. A partir dos resultados obtidos, as vantagens e limitações de cada uma das técnicas são apresentadas e discutidas.

Palavras-chave— Correntes de modo comum, PWM, sobretensões transitórias, modelagem para alta frequência, compatibilidade eletromagnética.

1 Introdução

Como se sabe, conversores de frequência são largamente utilizados no acionamento de motores elétricos, obtendo-se um controle de conjugado/velocidade eficaz. Os principais métodos para controle das chaves do inversor são baseados na modulação por largura de pulso (PWM). No início, as principais preocupações acerca do seu emprego giravam em torno da ventilação insuficiente em baixas velocidades, perdas adicionais produzidas pela presença de componentes harmônicas na tensão de saída do inversor, aumento da temperatura de operação da máquina (reduzindo sua vida útil), vibrações mecânicas causadas pelas oscilações do conjugado eletromagnético, dentre outras (Murphy e Turnbull, 1989). Com o aumento substancial da frequência de chaveamento decorrente do desenvolvimento e utilização dos IGBTs, esses problemas foram minimizados; diversos outros, no entanto, surgiram, tais como sobretensões transitórias nos terminais do motor (quando o acionamento utiliza cabos relativamente longos) (Persson, 1992; Kerkman, 1997; de Paula, 2009) e o surgimento de correntes transitórias que fluem através das capacitâncias mútuas do cabo e também pelas capacitâncias intrínsecas do conversor, cabo e motor à terra (Ogasawara e Akagi, 1996; Suwankawin et al., 2005).

As correntes de alta frequência que fluem através dos acoplamentos capacitivos existentes entre os componentes do sistema e a terra, retornando por esta última, também chamadas de correntes de modo comum (CMC), são produzidas pela tensão de modo comum (TMC). A TMC é gerada naturalmente durante a operação de um inversor trifásico PWM e pode ser definida como o potencial entre o neutro da carga ligada em estrela e o ponto médio do barramento CC ou como a soma das tensões de fase instantâneas em relação a este mesmo ponto médio, dividida por três. Em aplicações de acionamento de motores elétricos, estas correntes podem conduzir à redução da vida útil da máquina por falhas no rolamento (Araújo et al., 2015a), interferências eletromagnéticas em equipamentos eletrônicos (Akagi e Shimizu, 2008) e também atuação indevida de relés de proteção de falta à terra (Jouanne et al., 1998). Correntes de modo comum de 50 A foram encontradas em um sistema de acionamento de motores em uma indústria têxtil, composta por 75 motores de 3 kW (Suwankawin et al., 2005).

Diversas formas de mitigação da tensão de modo comum em inversores são encontradas na literatura, como, por exemplo, utilização de filtros (Araújo et al., 2015b), emprego de inversores de três níveis (Renge e Suryawansh, 2011), entre outros. No entanto, todos estes métodos apresentam desvantagens por incluírem a adição de estruturas externas ao inversor aumentando o custo global do sistema e o seu nível de complexidade, reduzindo também sua confiabilidade. Por outro lado, é possível reduzir a TMC através de modificações do algoritmo que controla as chaves do inversor. Esta alternativa, além de ser facilmente implementável, não adiciona dispositivos extras ao sistema (pois estão em nível de *software*) e apresentam

resultados satisfatórios. Cada um dos métodos desse tipo possui características particulares, de forma que análises devem ser realizadas pelo projetista para se determinar qual é mais viável para determinada aplicação. Nos casos em que a conexão entre conversor e motor é realizada através de cabos longos, outros fenômenos, como as sobretensões transitórias nos terminais do motor, devem ser analisados com rigor, pois podem ser intensificados, como efeito colateral. Diferentes estudos, tais como aqueles realizados por (Hava e Ün, 2009) e (Hou et al, 2013), comparam as principais modulações existentes em diversos aspectos, mas nenhum deles possui foco nos casos onde a ligação entre o conversor e motor é realizada através de cabos longos, necessitando, desta forma, de uma análise mais profunda do impacto das técnicas estudadas nas sobretensões transitórias às quais o motor fica submetido.

Vale ressaltar que, para simular de maneira fidedigna os fenômenos em foco (correntes de modo comum e sobretensões transitórias), deve-se ter em mente que os mesmos abrangem uma ampla faixa de frequências pois, além da frequência fundamental, correspondente à velocidade de operação da máquina, tem-se também a presença de componentes harmônicas da ordem de dezenas a centenas de kHz, associadas à tensão não-senoidal produzida pelo inversor, a frequência relativa às reflexões de onda nos terminais do cabo e, ainda, as elevadíssimas frequências associadas ao *dv/dt* dos pulsos da forma de onda PWM, cujos tempos de subida situam-se entre 70 e 200 ns. Desta forma, é mandatório que cada um dos componentes do sistema de acionamento seja representado através de modelos apropriados, que incluam a variação dos seus parâmetros com a frequência (em simulações no domínio do tempo), que reproduzam a natureza distribuída dos parâmetros (no caso do cabo e motor) e que representem as suas impedâncias tanto de modo comum quanto de modo diferencial (as correntes de modo comum circulam, evidentemente, neste modo, ao passo que as sobretensões transitórias se manifestam entre fases, ou seja, no modo diferencial).

Neste contexto, o objetivo deste artigo é comparar criticamente os principais métodos que se baseiam em modificações da modulação dos inversores para a redução da TMC, tendo, como principais diferenciais em relação a outros trabalhos encontrados na literatura, os seguintes aspectos:

(i) Avaliação dos seus efeitos também no nível de sobretensão transitória gerada nos terminais do motor, visando aplicações em cabos longos, amplamente encontradas em atividades de mineração e extração de petróleo;

(ii) Análise não apenas da TMC gerada pelo inversor associada à cada técnica de modulação empregada, mas também da corrente de modo comum gerada por ela, circulando pelo aterramento do sistema.

(iii) Para o cumprimento dos itens acima, emprego de modelos adequados para o estudo de fenômenos transitórios/alta frequência, para representar o transformador, o cabo, o motor e o conversor.

2 Algoritmos para a redução da TMC em inversores trifásicos

Nos métodos PWM vetoriais, para cada um dos oito estados de chaveamento possíveis existe um vetor associado no plano vetorial (mostrados na figura 1). A seleção das chaves e definição de seus tempos de acionamento são realizadas de maneira a sintetizar o vetor de referência. Os vetores V_1 a V_6 são chamados de vetores ativos e os vetores V_0 e V_7 de vetores nulos. A modulação vetorial apresenta uma série de vantagens em relação à escalar, tais como: maior eficiência na utilização da tensão do barramento CC, menor distorção harmônica, perdas por chaveamento minimizadas e maior adequação para implementação digital.
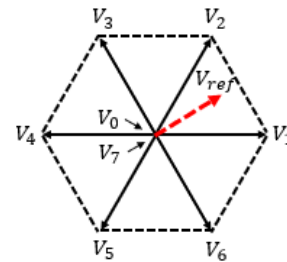
Figura 1. Os oito vetores de chaveamento e o vetor de referência no plano vetorial. (Fonte: Autores)

Durante as operações de chaveamento de um inversor, a TMC apresenta valores discretos que alternam entre amplitudes positivas e negativas de módulos $V_{DC}/2$ e $V_{DC}/6$. Os respectivos valores para as tensões de fase em relação ao ponto médio do barramento CC e as correspondentes TMC geradas pelos oito estados de chaveamento são mostrados na tabela 1.

Tabela 1. Tensões de fase instantâneas em relação ao ponto médio do barramento CC e a TMC geradas para cada um dos oito estados de chaveamento de um inversor trifásico de dois níveis.

Estados	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	TMC
V_0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
V_1	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/6$
V_2	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/6$
V_3	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/6$
V_4	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/6$
V_5	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/6$
V_6	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/6$
V_7	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$

Os principais métodos utilizados para a redução da tensão de modo comum são: Active Zero State PWM (AZSPWM), Near State PWM (NSPWM) e Remote State PWM (RSPWM), advindos de modificações no algoritmo do método tradicional Space Vector PWM (SVPWM). Tais métodos são discutidos nas seções a seguir.

2.1 Space Vector PWM

Na modulação SVPWM, o vetor de referência é sintetizado por dois vetores ativos adjacentes, sendo o tempo restante do período de chaveamento completado pelos vetores nulos, V_0 e V_7.

O impacto negativo desta abordagem em termos da TMC está na utilização de vetores nulos para completar o período de chaveamento, obtendo-se assim uma amplitude da TMC de módulo igual a $V_{DC}/2$ nos intervalos entre os vetores ativos. Verificado isso, todos os algoritmos PWM vetoriais para a redução da tensão de modo comum consistem em utilizar técnicas para que a tensão de referência seja sintetizada apenas por vetores ativos, sem alterar o valor médio da mesma, limitando, assim, o módulo da amplitude da TMC em $V_{DC}/6$.

2.2 Active Zero State PWM

No método AZSPWM (Oriti et al., 1997), os vetores ativos são os mesmos que no método tradicional mantendo também seus períodos de tempo; no entanto, ao invés dos vetores nulos para completar o período de chaveamento, são utilizados um par de vetores ativos opostos entre si com os mesmos períodos de duração, reduzindo assim a amplitude da TMC.

2.3 Near State PWM

No método NSPWM (Ün e Hava, 2009), para sintetizar o vetor de referência são utilizados os dois vetores ativos adjacentes mais o vetor vizinho mais próximo a ele, reduzindo, assim, a quantidade de chaveamentos.

2.4 Remote State PWM

No RSPWM (Cacciato et al., 1999) são utilizados apenas três vetores ativos que produzem a mesma TMC para sintetizar a tensão de referência. Uma vez que eles ocupam todo o intervalo de tempo correspondente ao período de chaveamento, não há variações (*dv/dts*) na TMC resultante.

As figuras 2 e 3 exibem, respectivamente, como o vetor de referência é sintetizado e a forma de onda da tensão de modo comum produzida em cada um dos métodos analisados.
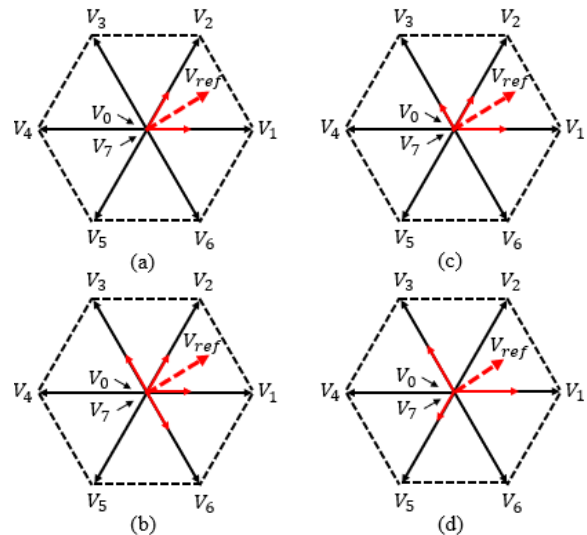
Figura 2 - Composição do vetor de referência: (a) SVPWM (b) AZSPWM (c) NSPWM (d) RSPWM. (Fonte: Autores)
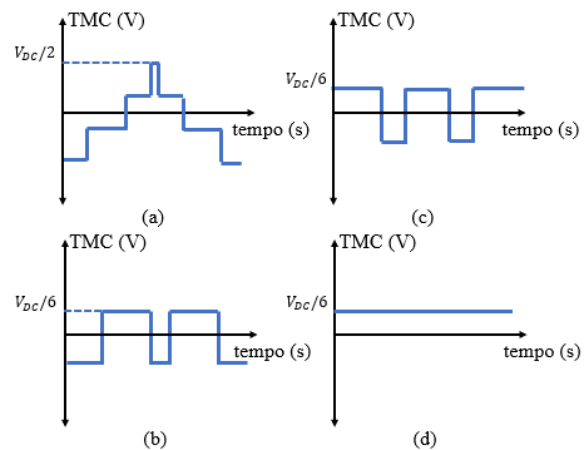
Figura 3 - Forma de onda da TMC produzida: (a) SVPWM (b) AZSPWM (c) NSPWM (d) RSPWM. (Fonte: Autores)

3 Características dos métodos de redução da TMC

Apesar de apresentarem o mesmo objetivo, as diversas modulações para a redução da tensão de modo comum apresentam resultados distintos quando comparadas sobre outros aspectos, de tal forma que, dependendo da aplicação desejada, um método é preferível em relação ao outro. Na sequência são listadas algumas das caraterísticas mais relevantes que devem ser levadas em conta em um projeto de sistema de acionamento e explicitado como os métodos avaliados se comportam em relação a elas.

3.1 Amplitude da TMC

O valor de pico da tensão de modo comum está associado diretamente à diferença de potencial imposta entre o neutro e a carcaça do motor, influenciando o projeto de sua isolação e *layout* de sua estrutura. Dessa forma, quanto menor for a amplitude da

TMC produzida, mais desejável é o método. O método tradicional SVPWM apresenta valores máximos de TMC de $\pm V_{dc}/2$, enquanto que as demais modulações reduzem esta amplitude para $\pm V_{dc}/6$.

3.2 Amplitude das transições ($dv/dt's$) da TMC e sua quantidade ao longo de um ciclo

A forma de onda da tensão de modo comum é composta, normalmente, por degraus. Tais variações rápidas de tensão excitam as capacitâncias parasitas presentes entre elementos do conversor, cabo e motor e a terra, produzindo correntes de alta frequência para o sistema de aterramento que podem causar problemas de interferência eletromagnética conduzida. Portanto, tensões de modo comum que envolvam transições de tensão de menor amplitude são vantajosas, pois geram menores correntes de deslocamento nas diversas capacitâncias distribuídas para a terra. Além disso, quanto menor for o número de transições por período, diretamente menor será o número de ocorrências, ou de induções, dessas correntes oscilatórias. Nesse aspecto, os métodos SVPWM e AZSPWM apresentam 6 transições de tensão por período de chaveamento, enquanto que o NSPWM apresenta 4. Com relação à amplitude de tais transições de tensão, tem-se que as mesmas são equivalentes, correspondendo a $V_{dc}/3$. Já o RSPWM não apresenta variações (degraus) na forma de onda de sua tensão de modo comum, sendo esta constante e de módulo $V_{dc}/6$, representando sua grande vantagem.

3.3 Perdas vs. número de chaveamentos por período

Os eventos de chaveamento estão associados diretamente às perdas do inversor, visto que as perdas por comutação das chaves são maiores que as de condução. Sendo assim, métodos que requeiram menos transições de chaves por período reduzem as perdas globais do equipamento, elevando seu rendimento. O NSPWM apresenta apenas 4 chaveamentos por período sendo, portanto, o método mais eficiente. Já o SVPWM e o AZSPWM possuem 6, ao passo que o RSPWM é o mais oneroso em termos de energia dissipada no conversor, possuindo 8 chaveamentos por ciclo.

3.4 Presença de chaveamentos simultâneos

Dependendo da modulação, a lógica de chaveamento pode requerer comutações simultâneas de chaves em dois ramos diferentes do inversor, ocorrendo os chamados chaveamentos proibitivos. Estes, além de serem dificilmente reproduzidos na prática, devido ao tempo morto e transientes da chave, geram reversões na tensão de linha que resultam em altas sobretensões nos terminais do motor (especialmente em aplicações que utilizam cabos longos). De todos os métodos apresentados, apenas o RSPWM apresenta a necessidade de chaveamentos simultâneos. Na prática, chaveamentos simultâneos não ocorrem; o intervalo de tempo entre as comutações, ainda que pequeno, irá resultar em *spikes* na forma de onda da tensão de modo comum, de maneira que a mesma, nesta modulação, não mostrar-se-á perfeitamente constante como ilustrado na figura 3(d).

3.5 Largura da região de operação linear

A operação linear está associada ao conjunto de índices de modulação que produzem tensões na saída do inversor similares à tensão de referência. Fora da região de operação linear, a tensão de saída apresenta componentes harmônicas de baixa frequência próximas à fundamental, resultando em uma significativa distorção da forma de onda da corrente que alimenta o motor. Os métodos SVPWM e AZSPWM trabalham na região de operação linear para índices de modulação entre 0 e 0,907, o método NSPWM entre 0,604 e 0,907 e o RSPWM para índices entre 0 e 0,52. Portanto, no RSPWM é reduzida a tensão efetiva que pode ser obtida na saída do inversor a partir do barramento CC enquanto que no NSPWM o controle *V/f* do motor em baixas velocidades é afetado.

4 Modelagem do Sistema de Acionamento

No intuito de se obter resultados computacionais de qualidade, modelos adequados ao estudo em foco foram utilizados para a representação do sistema. Na sequência são descritos, resumidamente, os modelos empregados neste trabalho.

4.1 Cabo entre inversor e motor

Como já mencionado, para os fins da análise em foco, o modelo do cabo deve ser capaz de representar satisfatoriamente três requisitos principais: (i) variação de sua resistência e indutância devido aos efeitos pelicular e proximidade, (ii) representação da natureza distribuída dos parâmetros, de forma a se reproduzir os fenômenos de propagação e reflexão de ondas e (iii) representação tanto do modo comum quanto do modo diferencial. Para isso, utilizou-se a modelagem de cabo proposta por (de Paula, 2008), cujo detalhamento pode ser encontrado nessa referência.

4.2 Motor de indução

Em relação ao motor, também é necessário utilizar um modelo que reproduza sua impedância entre fases e destas para a terra em uma ampla faixa de frequências. O ponto chave, para isso, é a inclusão de suas capacitâncias intrínsecas, que se comportam como um caminho de baixa impedância para as correntes de alta frequência. No caso do presente trabalho, a modelagem escolhida foi aquela apresentada por (Mirafzal et al., 2007). Este modelo é capaz de representar (i) o comportamento em regime permanente nas baixas frequências (até 400 Hz), em que a tensão é distribuída uniformemente pelas espiras do

enrolamento de estator; (ii) na faixa de médias frequências (400 Hz até 20 kHz), relacionadas com a frequência de chaveamento, ondulações das correntes e o aquecimento gerado por elas nos enrolamentos de cobre e na laminação do núcleo magnético; (iii) nas elevadas frequências (até 10 MHz), o comportamento predominantemente capacitivo do motor, onde a tensão é distribuída de maneira não uniforme pelo enrolamento.

4.3 Inversor trifásico

No caso do conversor de frequência, deve-se utilizar uma modelagem que inclua a presença das capacitâncias parasitas de cada uma das chaves e do barramento CC para o terra. Para tal, foi utilizado o modelo sugerido por (de Paula et al., 2010). Neste caso, considerou-se o dissipador aterrado e o acoplamento capacitivo existente entre ele e o coletor das chaves e entre ele e o barramento CC.

4.4 Transformador

Um sistema de acionamento industrial consiste não só do inversor, cabo e motor, mas também de um transformador de potência (sistema supridor). Para estudos de sobretensões transitórias, que é essencialmente um fenômeno diferencial, o transformador não exerce nenhuma influência e pode ser desconsiderado. No entanto, quando se analisa a corrente de modo comum, o transformador desempenha um papel imprescindível, visto que sua impedância faz parte do circuito de modo comum. No transformador, a corrente de modo comum flui do ponto neutro aterrado do secundário em direção aos terminais das fases. Como esta corrente transitória tem oscilações cuja frequência se encontra na faixa de dezenas a centenas de kHz, o modelo escolhido deve representar apropriadamente sua impedância em toda essa faixa, devendo incluir, portanto, os acoplamentos capacitivos existentes entre os elementos do transformador para o seu tanque (aterrado), além da variação da resistência dos seus enrolamentos. Em (de Conti, 2001) é utilizado um modelo para estudos de surtos de tensão transferidos do secundário para o primário do transformador, mas que, com a devida adaptação (de Paula, 2009), pode ser empregado para representar a sua impedância de sequência zero.

5 Simulações Computacionais

As simulações foram realizadas no *Simulink* utilizando-se as modelagens citadas na seção anterior e implementando as técnicas de chaveamento descritas na seção 2, a figura 4 mostra o diagrama do sistema simulado. Para a conexão entre o motor e conversor foi utilizado um cabo de 80 metros; os parâmetros do motor de indução trifásico foram obtidos de (de Almeida, 2011) e seus valores nominais estão mostrados na tabela 2; já os valores das capacitâncias do conversor foram retirados de (Villabona et al., 2002) e, por último, os dados do transformador foram extraídos de (de Paula, 2009). A tensão do barramento CC é de 400 V e a frequência de chaveamento foi fixada em 5 kHz.

Tabela 2. Valores nominais do motor utilizado na simulação.

Característica	Valores nominais
Potência	3 cv
Tensão	220/380 V
Frequência	60 Hz
Rotação	1735 rpm

5.1 Tensão e corrente de modo comum

A figura 5 exibe a TMC e a corrente de retorno pelo terra produzida por ela em cada um dos métodos analisados. Vale ressaltar que esta corrente que circula pelo aterramento é a combinação da parcela que flui através do ponto de aterramento do motor, fruto do acoplamento capacitivo de suas bobinas com a carcaça aterrada, com a parcela que flui pela capacitância distribuída dos cabos para a terra, retornando parte pelo transformador e parte pelo conversor, através do acoplamento capacitivo de suas chaves e terminais do barramento CC ao dissipador aterrado. A tabela 3 resume os valores de pico e RMS da corrente de modo comum referentes a cada um dos métodos de modulação analisados.
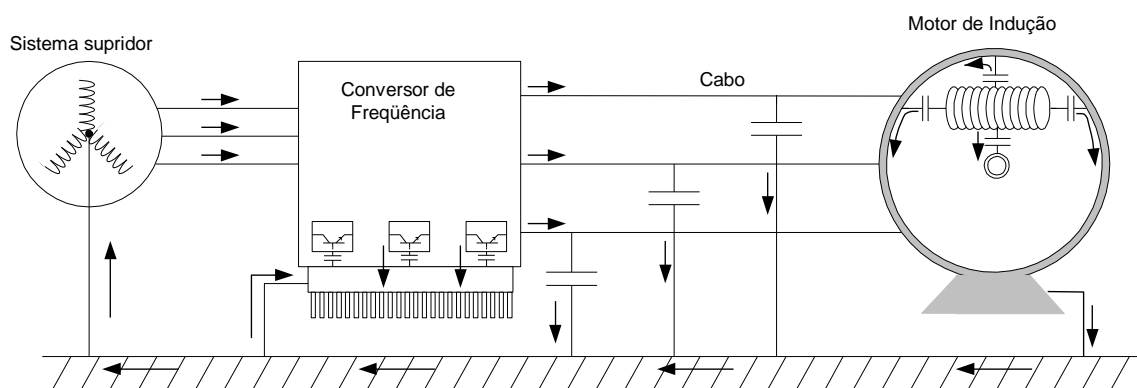
Figura 4 - Diagrama ilustrativo do sistema simulado (as setas representam a circulação das correntes de modo comum). (Fonte: Autores)

Tabela 3. Valores de pico e RMS obtidos para a CMC.

Método	Pico CMC (A)	RMS CMC (mA)
SVPWM	1,89	234
AZSPWM	1,88	184
NSPWM	1,83	170
RSPWM	1 mili	41,2

5.2 Sobretensões nos terminais do motor

A figura 6 mostra a tensão entre duas fases tanto na saída do inversor (início do cabo) como nos terminais do motor (final do cabo), para as modulações SVPWM, AZSPWM e RSPWM, respectivamente. No método AZSPWM, foi apresentado o intervalo de tempo em que é gerada a maior tensão de linha no final do cabo. O método NSPWM apresentou a mesma forma de onda do AZSPWM. A escala de tempo foi escolhida para enfatizar o pico inicial das oscilações de tensão, assim como o seu perfil. Vale ressaltar que, nas simulações, o tempo de subida dos pulsos foi ajustado em 200 ns, valor que é normalmente observado em IGBTs de baixa tensão.

A tabela 4 exibe os valores máximos de sobretensões nos terminais do motor em cada um dos métodos e sua proporção em relação à tensão do barramento CC do conversor.
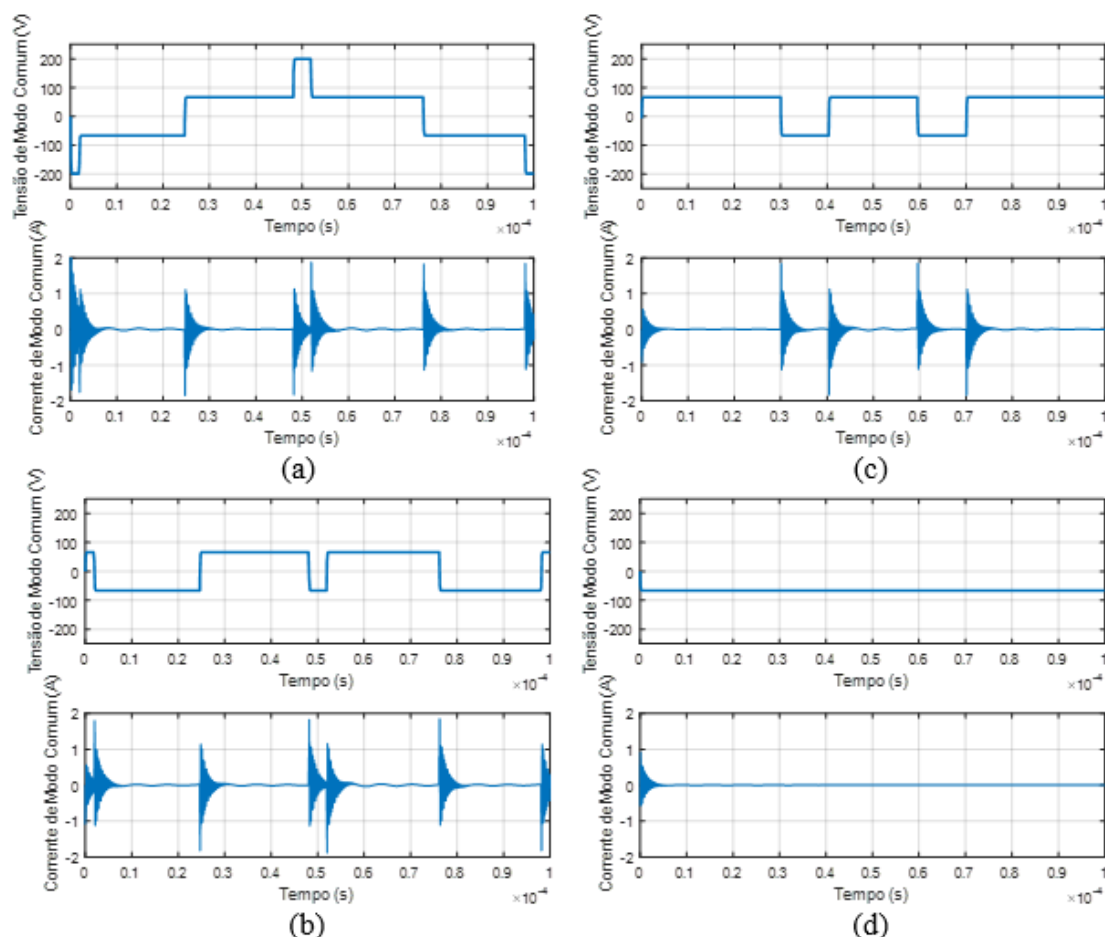
Figura 5 - Tensão de modo comum produzida pelo inversor (gráfico superior) e a correspondente corrente de modo comum total (gráfico inferior): (a) SVPWM (b) AZSPWM (c) NSPWM (d) RSPWM. (Fonte: Autores)
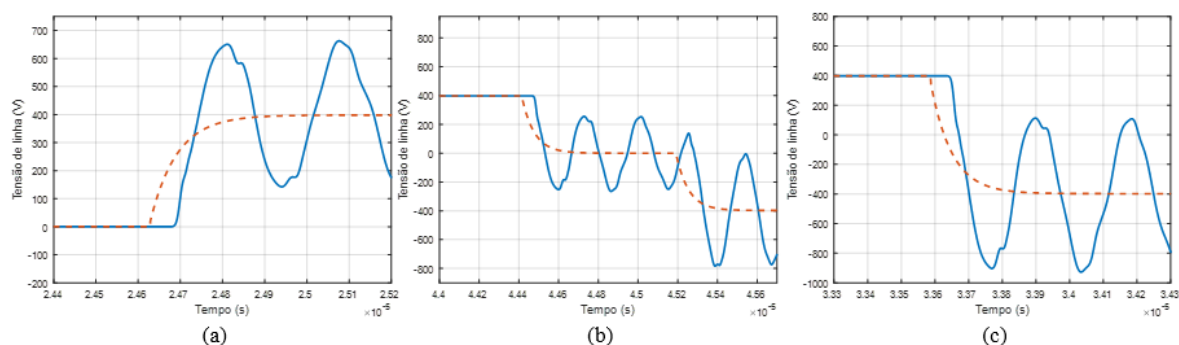
Figura 6 - Tensão de linha na saída do inversor (em laranja) e no motor (em azul): (a) SVPWM e NSPWM (b) AZSPWM (c) RSPWM. (Fonte: Autores)

Tabela 4. Valores de pico para a tensão de linha nos terminais do motor e sua proporção com a tensão no barramento CC.

Método	Pico $V_{linha,motor}$ (V)	Proporção de V_{DC}
SVPWM	663	1,66
AZSPWM	778	1,95
NSPWM	663	1,66
RSPWM	927	2,32

6 Resultados e Discussões

A partir dos gráficos da tensão de modo comum, observa-se uma redução de sua amplitude de $V_{DC}/2$ para $V_{DC}/6$ quando empregados os métodos que utilizam apenas vetores ativos para a síntese do vetor de referência. Já os resultados relativos à corrente de modo comum (a qual flui pelo aterramento do sistema) reforçam o fato de que a sua ocorrência é consequência da aplicação dos degraus presentes na tensão de modo comum nas capacitâncias para a terra distribuídas por todo o sistema. Dessa forma, conforme mostram as figuras, cada *dv/dt* da TMC origina uma corrente transitória, oscilatória e amortecida, que flui pelo circuito de modo comum do sistema. Pôde-se observar que os valores de pico dessa corrente foram praticamente os mesmos em todos os métodos aqui analisados, com exceção do RSPWM. A explicação é que, embora existam diferenças nas formas de onda da tensão de modo comum sintetizadas por cada um dos métodos, as variações (ou transições) de tensão são de mesma amplitude. No caso da RSPWM, tem-se que a mesma apresenta valor constante, o que não gera manifestações de correntes de deslocamento nos acoplamentos capacitivos para a terra. No que tange o valor RMS das correntes de modo comum, observou-se uma diferença substancial entre elas, sendo que o pior caso ocorreu na modulação tradicional (SVPWM). Dessa forma, a aplicação de tais métodos alternativos mostra-se de fato justificável.

Em relação às sobretensões transitórias aplicadas nos terminais do motor, os métodos SVPWM e NSPWM apresentaram os melhores resultados. No RSPWM existe a necessidade de chaveamentos simultâneos em dois ramos do inversor, causando picos na tensão de linha de até 927 V (2,32 V_{DC}). No AZSPWM, o pico de tensão de 778 V (1,95 V_{DC}) é causado devido à sua própria sequência de comutações, o que faz com que a tensão de linha mude de polaridade dentro do período de chaveamento. Quando dois pulsos de tensão de polaridades opostas não são separados por um intervalo de tempo suficiente para amortecer a sobretensão oscilatória, há uma sobreposição dos efeitos, de forma que a tensão obtida (superposta) é maior. Vale ressaltar que o NSPWM apresenta esta mesma característica; no entanto, o espaço entre seus pulsos de polaridades opostas é suficientemente grande para que a oscilação de tensão seja completamente amortecida.

De maneira geral, observou-se que o RSPWM é o método que apresenta melhores resultados para a corrente de modo comum; contudo, o mesmo possui uma série de desvantagens, como sobretensões mais elevadas nos terminais do motor, baixa eficiência em termos de dissipação de energia nas chaves do inversor e estreita região de operação linear, o que reduz o aproveitamento da tensão do barramento CC no valor eficaz da tensão sintetizada. Além do mais, a necessidade de chaveamentos simultâneos representa um grande empecilho a este método nas aplicações práticas.

O AZSPWM exibe bons resultados nos diversos aspectos apresentados, exceto um, que é a sobretensão nos terminais do motor. Em aplicações que envolvem a utilização de cabos longos, este método não é o mais indicado.

A tabela 5 resume, de forma comparativa, todas as características analisadas e os resultados obtidos na simulação dos métodos PWM vetoriais.

Finalmente, pode-se afirmar que o NSPWM apresentou os melhores resultados em termos de eficiência energética e sobretensões transitórias, além de resultados satisfatórios em termos de geração de corrente de modo comum e largura da região de operação linear.

Tabela 5. Comparação dos métodos PWM vetoriais sob as características analisadas e resultados obtidos na simulação.

Método	Amplitude da TMC	Amplitude das transições $dv/dt's$	Transições $dv/dt's$ por período	Chaveamentos por período	Presença de chaveamentos simultâneos	Região de operação linear	$\frac{V_{linha,motor}}{V_{DC}}$	RMS CMC (mA)
SVPWM	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/3$	6	6	Não	0 a 0,907	1,66	234
AZSPWM	$V_{DC}/6$	$V_{DC}/3$	6	6	Não	0 a 0,907	1,95	184
NSPWM	$V_{DC}/6$	$V_{DC}/3$	4	4	Não	0,604 a 0,907	1,66	170
RSPWM	$V_{DC}/6$	-	-	8	Sim	0 a 0,52	2,32	41,2

6 Conclusão

Neste trabalho, diversos aspectos dos principais métodos de modulação vetorial utilizados em inversores foram investigados, tendo como foco principal o seu comportamento no que diz respeito à geração de correntes de modo comum no sistema e também sobretensões nos terminais do motor. Perante os resultados obtidos, sugere-se a utilização do NSPWM, que apresentou desempenho satisfatório em todos os aspectos analisados. A única ressalva diz respeito ao fato

de sua região linear ser estreita e deslocada para a região de velocidades mais altas; dessa forma, propõe-se utilizar uma solução híbrida onde, na região de frequências mais baixas, uma outra modulação passe a atuar.

Referências Bibliográficas

Akagi, H. and Shimizu, T. (2008). Attenuation of Conducted EMI Emissions From an Inverter-Driven Motor. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 1, pp. 282-290.

Araújo, R. S., de Paula, H., Rodrigues, R. A., Baccarini, L. M. R. and Rocha, A. V. (2015a). Premature Wear and Recurring Bearing Failures in an Inverter Driven Induction Motor - Part I: Investigation of the Problem. IEEE Transactions on Industry Appl., Vol. 51, No. 6, pp. 4861-4867.

Araújo, R. S., Rodrigues, R. A., de Paula, H., Braz Filho, J. C., Baccarini, L. M. R., Baccarini e Rocha, A. V. (2015b). Premature Wear and Recurring Bearing Failures in an Inverter-Driven Induction Motor – Part II: The Proposed Solution. IEEE Transactions ond Industry Applications, Vol. 51, pp. 92-100.

Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G. e Testa, A. (1999). Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, pp. 469-476.

de Almeida, W. P. (2011). Contribuições ao Estudo das Tensões de Eixo e Correntes de Modo Comum em Motores de Indução Acionados por Conversores PWM. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte - MG.

de Conti, A. R. (2001). Proteção de Redes Elétricas de Baixa Tensão: Sobretensões Transferidas em Transformadores de Distribuição. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG, Belo Horizonte – MG.

de Paula, H., Andrade, D. A., Chaves, M. L. R., Domingos, J. L. e Freitas, M. A. A. (2008). Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, pp. 744-752.

de Paula, H., Lisboa, M. V. C., Guilherme, J. F. R., Almeida, W. P. e Chaves, M. L. R. (2009). Differential overvoltages and common-mode currents in PWM motor drives: The influence of the cable arrangement on their characteristics. Annual Conference of the IEEE Industrial Electronis Society, pp. 1103-1109.

de Paula, H. Cardoso Filho, B. J., de Souza, W. L. e Oliveira, T. R. (2010). Uma proposta para a Modelagem de Inversores para o Estudo de Correntes de Modo Comum em Sistema de Acionamento de Motores. 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applicatons.

Hava, A. M. and Ün, E.. (2009) Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison With Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters. IEEE Transactions On Power Eletronics, Vol. 24, No. 1, pp. 241-252.

Hou, C., Shih, C., Cheng, P. e Hava, A. M. (2013). Commom-Mode Voltage Reduction Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Grid-Connected Converters. IEEE Transactions On Power Eletronics, Vol. 28, No. 4, pp. 1971-1979.

Jouanne, A. V., Zhang, H. e Wallace, A. K. (1998). An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Overvoltages in ASD Applications. IEEE Transactions on Industry Applic., Vol. 34, No. 5, pp. 1113-1122.

Kerkman, R. J., Leggate, D. e Skibinsky, G. L. (1997). Interaction of Drive Modulation and Cable Parameters on AC Motor Transients. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 3, pp. 722-731.

Mirafzal, B., Skibinski, G. L., Tallam, R. M., Schlegel, D. W. e Lukaszewski, R. A. (2007). Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency-Response Characteristics. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43. No. 5, pp. 1233-1246.

Murphy, J. M. D. e Turnbull, F. G. (1989). Power Eletronic Control of AC Motors. 2nd ed, Pergamom Press.

Ogasawara, S. e Akagi, H. (1996) Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp. 1105-1114.

Oriti, G., Julian, A. L. e Lipo, T. A. (1997). A New Space Vector Modulation Strategy for Common Mode Voltage Reduction. Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, pp. 1541-1546.

Persson, E. (1992). Transient effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1095 - 1101.

Renge, M. M. e Suryawansh, H. M. (2011). Multilevel Inverter to Reduce Common Mode Voltage in AC Motor Drives Using SPWM Technique. Journal of Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 21-27.

Suwankawin, S. et al. (2005). Destruction by Charge Current and Its Solution for PWM Inverter Feeding Multiple Motors Through Longe Cables, IEEE 40th IAS Annual Meeting, pp. 1382-1389.

Ün, E. e Hava, A. M. (2009). A Near-State PWM Method With Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 2, pp. 782-793.

Villabona, E. G., Gúrpide, P. S., Sádaba, O. A. e Azanza, A. L. (2002). Simplified High-Frequency Model for AC Drives. 28th IEEE IECON, pp. 1144-1149.